

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of

K. KANASUGI et al.

Application No.: 09/577,019

Filed: May 24, 2000

For: ELECTRIC POWER SUPPLY SYSTEM



Group Art Unit: 2834

Examiner: J.C. GONZALEZ

Attorney Dkt. No.: 107355-0005

TC 2800 MAIL ROOM

DEC 28 2001

RECEIVED

#5
Priority
V Robinson
1/8/02

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

December 18, 2001

Sir:

The benefit of the filing date of the following prior foreign application in the following foreign country is hereby requested for the above-identified patent application and the priority provided in 35 U.S.C. §119 is hereby claimed:


Japanese Patent Application No. Hei 11-144284 filed on May 25, 1999.

In support of this claim, a certified copy of said original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. §119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of these/this document.

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment with respect to this paper to Deposit Account No. 01-2300.

Respectfully submitted,


Kevin F. Turner
Registration No. 43,437

Customer No. 004372
ARENT FOX KINTNER PLOTKIN & KAHN, PLLC
1050 Connecticut Avenue, N.W., Suite 400
Washington, D.C. 20036-5339
Tel: (202) 857-6000
Fax: (202) 638-4810

KFT:noe



本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

1 9 9 9 年 5 月 2 5 日

出 願 番 号
Application Number:

平成 1 1 年特許願第 1 4 4 2 8 4 号

出 願 人
Applicant (s):

本田技研工業株式会社

RECEIVED
DEC 28 2001
JC 2800 MAIL ROOM

2 0 0 0 年 6 月 2 9 日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Patent Office

近 藤 隆 彦



出証番号 出証特 2 0 0 0 - 3 0 5 0 5 7 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 A99-0568

【提出日】 平成11年 5月25日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 9/00

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央 1 丁目 4 番 1 号 株式会社本田技術研
究所内

【氏名】 金杉 克己

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央 1 丁目 4 番 1 号 株式会社本田技術研
究所内

【氏名】 倉内 淳史

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央 1 丁目 4 番 1 号 株式会社本田技術研
究所内

【氏名】 広瀬 正明

【特許出願人】

【識別番号】 000005326

【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100105119

【弁理士】

【氏名又は名称】 新井 孝治

【電話番号】 03(3832)8501

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 043878

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電力供給システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流発電機によって発電される電力を負荷に供給する電力供給システムにおいて、

前記負荷と前記交流発電機との間に設けられ、前記交流発電機の最大電力動作点に対応する出力電流よりも低電流側で前記交流発電機が動作するように制御する制御手段を備えることを特徴とする電力供給システム。

【請求項 2】 前記交流発電機は、負荷の増加に伴い出力電圧が減少して出力電力が増加し、前記最大電力動作点で最大となり、さらに出力電圧を減少させると出力電力が減少する垂下特性を有し、前記制御手段は、前記交流発電機の負荷抵抗値がほぼ無限大となる初期状態から出発し、時間経過に伴って前記負荷抵抗値が減少するように制御することを特徴とする請求項 1 に記載の電力供給システム。

【請求項 3】 前記制御手段は、前記交流発電機の出力を整流する整流手段と、該整流手段の出力電圧を低下させて前記負荷に供給する直流電圧変換手段とを有し、該直流電圧変換手段の出力電圧が目標電圧と一致するようにフィードバック制御することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の電力供給システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、交流発電機によって発電される電力を負荷に供給する電力供給システム に関し、特に車両に搭載され、 バッテリ及びその他の負荷に電力を供給する場合に適したシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】

自動車、特に二輪車などにおいては、小型化、低コスト化などの観点から、同期式発電機とショート型レギュレータを用いた電力供給システムが採用されている。このシステムは例えば図 8 (a) に示すように、同期式発電機 101 と、整

流回路を構成するダイオードD101、D102及びコンデンサC101と、電圧制御を行うためのスイッチング回路を構成するFET（電解効果トランジスタ）Q101、Q102及びダイオードD103、D104と、FETのスイッチング制御を行う制御部102と、バッテリー103と、電気負荷104とからなる。制御部102は、整流回路の出力電圧V_{RCT}を監視し、所定上限電圧V_{HL}を越えると、FETQ101、Q102をオンさせるスイッチング信号SWを出力する。それにより、FETQ101、Q102がオンすると、図8（a）の回路は等価的に同図（b）に示すように発電機101の出力端が短絡された状態となり、出力電圧V_{RCT}が上限電圧V_{HL}以上に上昇することが防止される。

【0003】

図9及び10はこの動作を説明するためのタイムチャートであり、この図では説明のためにコンデンサC101が無い状態の電圧及び電流の変化を示している。発電機101の回転速度N_{ACG}（rpm）が、上昇するのに伴って、電圧V_{RCT}が上昇し、電圧V_{BAT}に達するとバッテリー103への充電が開始される。そして電圧V_{RCT}がさらに上昇して上限電圧V_{HL}に達するとFETQ101、Q102がオン状態となり、電圧V_{RCT}は「0」となる。発電機の回転数が通常使用される回転数に達し定常状態となると、電圧V_{RCT}及びスイッチング信号SWは、図10に示すようになる。実際には、コンデンサC101の作用及びバッテリー103から出力される電流により、整流回路の出力電圧V_{RCT}はほぼ一定の電圧に維持される。

【0004】

以上の動作は巨視的に見ると、図8（c）に示すように整流回路105の出力側にバッテリー103等と並列に挿入された平均負荷抵抗R_{LV}を制御することにより、電圧V_{RCT}を一定に維持するようにしているのと等価であると考えられる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

図8に示すようなショート式レギュレータを用いた、二輪車などに採用されている従来の電力供給システムでは、発電機101を駆動するエンジンのアイドル

回転での出力特性をバッテリー 1 0 3 の充電に必要な充電電圧 V_{BAT} に設定した場合、エンジンの高回転時には、バッテリー 1 0 3 の充電に必要な電力より大きい電力が発電され、発電機 1 0 1 の出力電圧 V_t が上限電圧 V_{HL} を越えてしまうため、電圧上昇時には出力端子間短絡を行うことにより、平均負荷抵抗 R_{LV} を小さくし、整流回路出力電圧が充電電圧 V_{BAT} より若干高い電圧に維持されるようにしている。すなわち、出力電圧 V_t が上昇したときは、出力端子間を短絡することにより等価的に負荷抵抗値を減少させ、不要な電力を損失させることにより、電圧を一定に維持するようにしている。

【0006】

図 1 1 は、発電機 1 0 1 の出力電圧 V_t を横軸として、出力電力 P 及び出力電流 I の変化を示す特性図であり、破線 L_1 , L_2 が例えばエンジンのアイドル時（回転数 $N_{ACG} = f_1$ のとき）の特性に対応し、実線 L_3 , L_4 が高回転時（ $N_{ACG} = f_2 > f_1$ のとき）の特性に対応する。上述した従来の電圧制御手法は、低回転時には $R_{LV} = R_1$ として傾き $1/R_1$ の直線と破線 L_2 との交点にあった動作点（ $I = I_1$, $V_t = V_{CNST}$ ）を、高回転時は $R_{LV} = R_2$ として傾き $1/R_2$ （ $> 1/R_1$ ）の直線と実線 L_4 との交点（ $I = I_2$, $V_t = V_{CNST}$ ）に移動させることに対応している。そのため、従来の制御手法では電圧を一定にすることはできるが、短絡による発熱損失があり、発電機の無駄な発電が行われてエネルギー損失が大きいという問題があった。

【0007】

本発明はこの点に着目してなされたものであり、交流発電機の動作点を適切に制御し、エネルギー損失を最小限に抑制することができる電力供給システムを提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため請求項 1 に記載の発明は、交流発電機によって発電される電力を負荷に供給する電力供給システムにおいて、前記負荷と前記交流発電機との間に設けられ、前記交流発電機の最大電力動作点に対応する出力電流よりも低電流側で前記交流発電機が動作するように制御する制御手段を備えることを

特徴とする。

【0009】

この構成によれば、交流発電機がその最大電力動作点に対応する出力電流よりも低電流側で動作するように制御されるので、交流発電機の内部抵抗によるエネルギー損失を最小限に抑制することができ、効率の高い電力供給システムを実現することができる。

【0010】

請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の電力供給システムにおいて、前記交流発電機は、負荷の増加に伴い出力電圧が減少して出力電力が増加し、前記最大電力動作点で最大となり、さらに出力電圧を減少させると出力電力が減少する垂下特性を有し、前記制御手段は、前記交流発電機の負荷抵抗値がほぼ無限大となる初期状態から出発し、時間経過に伴って前記負荷抵抗値が減少するように制御することを特徴とする。

【0011】

この構成によれば、垂下特性を有する交流発電機の負荷抵抗値がほぼ無限大となる初期状態から出発し、時間経過に伴って負荷抵抗値が減少するように制御されるので、交流発電機の所望の動作点での動作を比較的簡単な制御で確実に実現することができる。

【0012】

請求項3に記載の発明は、請求項1または2に記載の電力供給システムにおいて、前記制御手段は、前記交流発電機の出力を整流する整流手段と、該整流手段の出力電圧を低下させて前記負荷に供給する直流電圧変換手段とを有し、該直流電圧変換手段の出力電圧が目標電圧と一致するようにフィードバック制御することを特徴とする。

【0013】

この構成によれば、交流発電機の出力が整流され、且つ負荷に供給する直流電圧が目標電圧と一致するようにフィードバック制御されるので、交流発電機のエネルギー損失を最小限に抑制し、しかも交流発電機の出力変動があっても常に安定した直流電圧を供給することが可能となる。

【0014】

【発明の実施の形態】

以下本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

図1は、本発明の一実施形態にかかる車両用の電力供給システムの構成を示す図であり、このシステムは、当該車両のエンジン（図示せず）によって回転駆動される同期式交流発電機（以下「ACG」という）1と、ACG1の出力を整流して直流電圧VDCを出力する整流部2と、整流部2の出力電圧VDCを入力電圧Vinとし、その入力電圧Vinを降圧して出力し、出力電圧Vout（<Vin）をバッテリーを含む負荷4に供給するDCDCコンバータ3とで構成される。

【0015】

図2は、ACG1の等価回路を示し、ACG1は、実効電圧E0の交流電圧を出力する電圧源21と、インダクタンスLのコイル22と、抵抗値Rの抵抗23とで構成されることができ、抵抗値RL0の負荷抵抗24が接続された場合の動作を以下に説明する。

【0016】

誘導起電力E0は、下記式（1）で与えられる。

【数1】

$$E0 = \sqrt{2} \pi k f \Phi \quad (1)$$

ここで、kは直列導体数、fは回転速度、Φは磁束である。

また出力電圧Vt及び出力電流Iは、それぞれ下記式（2）、（3）で与えられる。

$$Vt = E0 - Z I \quad (2)$$

$$I = E0 / (RL0 + Z) \quad (3)$$

ただしZ = R + jωLである。

【0017】

したがって出力電力Pは下記式（4）で与えられる。

【数 2】

$$\begin{aligned}
 P &= V_t \times I \\
 &= \frac{R_L}{(R_L + Z)^2} E_0^2 \quad (4)
 \end{aligned}$$

【0 0 1 8】

負荷抵抗値 R_L を 0 から無限大まで変化させると、出力電圧 V_t は、0 から E_0 まで変化し、出力電圧 V_t の変化に対する出力電力 P 及び出力電流 I の変化は、図 3 (a) 及び (b) に示すようになる。すなわち、出力電力 P は、負荷に応じた出力電圧 V_t を E_0 から減少させると増加し、出力電圧 $V_t = V_{12}$ のとき最大値 P_{MAX} となり、出力電圧 V_t をさらに減少させると（負荷抵抗値 R_L をさらに減少させると）減少する垂下特性を示す。

【0 0 1 9】

したがって、最大値 P_{MAX} より小さいある電力 P_1 を出力する動作点は $V_t = V_{11}$ の点と、 $V_t = V_{13}$ の点の 2 つ存在する。

同図 (c) は、内部抵抗 23 による損失、すなわち銅損 $w (= I^2 R)$ を示しており、この銅損 w は $V_t = V_{13}$ であって出力電流 I が小さい動作点の方が Δw だけ小さくなる。つまり、ACG1 の回転数 f 及び他の損失（鉄損、機械損など）が同じであるとする、高電圧側（ $V_t = V_{13}$ ）の動作点で動作させた方が効率が高くなる。そこで、本実施形態では、以下に述べる制御手法により、ACG1 の動作点が出力電力 P が最大となる動作点（ $V_t = V_{12}$ ）より高電圧側、換言すれば出力電流 I が小さい低電流側となるように制御し、効率の高い電力供給システムを実現している。なお、図 3 (a) を参照すれば明らかなように、 $V_t > V_{12}$ の範囲では、負荷抵抗値 R_L が低下するほど（出力電圧 V_t が低下するほど）、すなわち負荷が増大するほど出力電力 P が増加する正の電力特性となり、その点でも好ましい特性が得られる。

【0 0 2 0】

また図 3 (a) の特性から明らかなように、負荷抵抗値 R_L を無限大（開放）から減少させていくことにより、ACG1 の動作点を $V_t = E_0$ の点から徐々

に $V_t = V_{13}$ の点に移行させることができるので、例えば ACG 1 の制御開始時には、ACG 1 の負荷抵抗値が等価的に無限大となるような制御を行うことにより、上記した $V_t > V_{12}$ の範囲での ACG 1 の動作を容易に実現することができる。

【0021】

DCDCコンバータ3は、図4に示すように、スイッチング動作をする電界効果トランジスタ (FET) Q1と、シャント用ダイオードD1と、コイルL1及びコンデンサC1からなるローパスフィルタと、出力電圧 V_{out} に応じて FET Q1 のスイッチング制御を行い、出力電圧 V_{out} がほぼ一定となるようにフィードバック制御する制御部11とを備えている。制御部11による FET Q1 の制御は、PWM (Pulse width Modulation) 制御により行われ、その PWM 制御信号の周期を τ とし、FET Q1 をオンさせるオン時間 T_{on} とすると、PWM 制御信号の周波数がコイルL1及びコンデンサC1からなるローパスフィルタのカットオフ周波数より十分高いとき (周期 τ が十分短いとき) は、出力電圧 V_{out} は、下記式 (5) で与えられる。

$$V_{out} = V_{in} \times T_{on} / \tau \quad (5)$$

【0022】

ここで負荷4に対する出力電流を I_{out} とすると、式 (5) は下記式 (6) のように変形することができる。

【数3】

$$V_{out} = \frac{(V_{in} \cdot T_{on})^2}{V_{in} \cdot T_{on}^2 + 2I_{out} \cdot L \cdot \tau} \quad (6)$$

ここでLは、コイルL1のインダクタンスである。

【0023】

したがって、入力電圧 V_{in} あるいは出力電流 I_{out} が変動しても、オン時間 T_{on} を変更することにより出力電圧 V_{out} を一定値に維持することができる。

また出力電流 I_{out} は式 (6) を変形して下記式 (7) により表すことができる。式 (7) から明らかなように出力電流 I_{out} は、出力電圧 V_{out} を一定に制御すると、オン時間 T_{on} の 2 乗に比例する。

【数 4】

$$I_{out} = \frac{T_{on}^2}{2L \cdot \tau} \left(\frac{V_{in}^2}{V_{out}} - V_{in} \right) \quad (7)$$

【0024】

また負荷 4 の等価抵抗値を R_L とすると、 $R_L = V_{out} / I_{out}$ であり、 $I_{out} = V_{out} / R_L$ であるので、これを式 (7) に適用すると、抵抗値 R_L は下記式 (8) で与えられる。

【数 5】

$$R_L = \frac{2L \cdot \tau}{T_{on}^2} \left(\frac{V_{out}^2}{V_{in}^2 - V_{in} \cdot V_{out}} \right) \quad (8)$$

【0025】

この式から入力電圧 V_{in} 及び出力電圧 V_{out} を一定とすると、負荷抵抗 R_L は、オン時間 T_{on} の逆数の 2 乗に比例する関係を有することがわかる。すなわち、負荷抵抗 R_L が低下したときは、オン時間 T_{on} を増加させることにより、右辺のかっこ内の式 ($V_{out}^2 / (V_{in}^2 - V_{in} \times V_{out})$) の値を一定とし、出力電圧 V_{out} を一定とすることができる。

【0026】

図 5 は、制御部 11 におけるオン時間 T_{on} の制御処理を示すフローチャートであり、この処理は、前述したように ACG1 の等価的な負荷抵抗値をほぼ無限大とし、その後時間経過に伴って低下させていくとともに、DCDC コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} を目標電圧 V_{OBJ} に維持する制御を行うものである。

【0027】

ACG1が始動されると先ずオン時間 T_{on} を「0」に設定する（ステップS111）。 $T_{on}=0$ とすると、FETQ1は全くオンしないので、ACG1側からみた等価的な抵抗値はほぼ無限大（開放状態）となる。次いで出力電圧 V_{out} を取得し（ステップS12）、出力電圧 V_{out} が目標電圧 $VOBJ$ （例えば13V）より低いか否かを判別する（ステップS13）。目標電圧 $VOBJ$ は、例えばACG1の出力電圧 V_t が電圧 V_{12} と E_0 とのほぼ中点にあるときに、オン時間 T_{on} をほぼ $\tau/2$ としたときの出力電圧 V_{out} と等しい値に設定する。

【0028】

ステップS13では最初は $V_{out} < VOBJ$ であるので、オン時間 T_{on} を単位時間 $\Delta\tau$ だけインクリメントして（ステップS14）、オン時間 T_{on} がPWM制御信号の周期 τ より長いかな否かを判別する（ステップS15）。最初は、 $T_{on} = \Delta\tau$ であるので、直ちにステップS12に戻る。単位時間 $\Delta\tau$ は、例えばオン時間 T_{on} を変更する場合の最小単位時間とする。すなわち、オン時間 T_{on} が、0を含めて n 段階に変更可能であるときは、 $\Delta\tau = \tau / (n-1)$ とする。

【0029】

オン時間 T_{on} の増加に伴って出力電圧 V_{out} が増加し、ステップS13において $V_{out} > VOBJ$ となると、ステップS17に進んでオン時間 T_{on} を単位時間 $\Delta\tau$ だけデクリメントし、次いでオン時間 T_{on} が負の値になっているかな否かを判別する（ステップS18）。通常は $T_{on} > 0$ であるので、直ちにステップS12に戻る。

【0030】

このようにして、出力電圧 V_{out} が目標電圧 $VOBJ$ より低いときは、オン時間 T_{on} を増加させる一方、逆に出力電圧 V_{out} が目標電圧 $VOBJ$ より高いときは、オン時間 T_{on} を減少させることにより、出力電圧 V_{out} が目標電圧 $VOBJ$ に維持される。なお、ステップS15で $T_{on} > \tau$ となったときは、オン時間 T_{on} はPWM制御信号の周期 τ を越えることはできないので $T_{on} = \tau$ として（ステップS16）、ステップS12に戻る。また、ステップS18で

$T_{on} < 0$ となったときは、 $T_{on} = 0$ として（ステップ S 1 9）、ステップ S 1 2に戻る。

【0031】

図5の処理によれば、ACG1が始動されたときは、オン時間 T_{on} が0から徐々に増加されるので、ACG1の負荷抵抗値が実質的に無限大の状態から徐々に減少していくことになる。その結果ACG1の動作点を図3で $V_t = E_0$ の状態から出力電圧 V_t の減少方向に移動させ、 $V_t > V_{12}$ の範囲内での動作を容易に実現することができる。したがって、従来に比べてACG1の効率を上げることができ、エネルギーの無駄を最小限に抑制することができる。

【0032】

図6は、図4の構成の変形例を示す図であり、入力電流 I_{in} を検出する電流センサ12が設けられ、制御部11には出力電圧 V_{out} に加えて、入力電圧 V_{in} 及び入力電流 I_{in} が入力されるように構成されている。この変形例は、図4の構成及び対応する図5の制御では、万一制御周期以上でACG1の回転が変動した場合にACG1の動作点が最大電力点（ $V_t = V_{12}$ ）より低電圧側（ $V_t < V_{12}$ ）に移動してしまう可能性があるので、そのような場合に高電圧側（ $V_t > V_{12}$ ）に戻す制御を追加したものである。

【0033】

図7は図6のような構成を採用した場合に制御部11によって実行される制御手順を示すフローチャートである。このフローチャートにおいて、ステップ S 2 1、S 2 2及びステップ S 2 8～S 3 4は、図5のステップ S 1 1、S 1 2及びステップ S 1 3～S 1 9と同一の処理である。すなわち図7の処理は、図5の処理にステップ S 2 3～S 2 7の処理が追加されて構成されている。

【0034】

ステップ S 2 3では、入力電圧 V_{in} 及び入力電流 I_{in} を取得し、次いで両者を乗算することにより入力電力 P_{in} を算出する（ステップ S 2 5）。そして、入力電力 P_{in} が前回値 P_{inold} より大きいかな否かを判別し（ステップ S 2 5）、 $P_{in} > P_{inold}$ であるときは、前回がデューティアップ制御を実行したか否か、すなわちオン時間 T_{on} をインクリメントするステップ S 2 9を

実行したか否かを判別し（ステップ S 26）、その答が肯定（YES）であるときは、ステップ S 28に進んで図 5と同様に出力電圧 V_{out} に応じたフィードバック制御を実行し（ステップ S 28～S 34）、入力電力の今回値 P_{in} を前回値 P_{inold} に設定して（ステップ S 35）、ステップ S 22に戻る。

【0035】

一方ステップ S 26の答が否定（NO）のとき、すなわち入力電力 P_{in} が増加しかつ前回デューティアップ制御を実行していないときは、ACG1の動作点が $V_t = V_{12}$ より低電圧側に移動していることを示すので、ステップ S 32に進んでオン時間 T_{on} をデクリメントする制御、すなわち ACG1の動作点を高電圧側に戻すため制御を行う。

【0036】

またステップ S 25で $P_{in} \leq P_{inold}$ であるときは、ステップ S 26と同様の判別を行い（ステップ S 27）、その答が否定（NO）のときは、ステップ S 28に進んで出力電圧 V_{out} に応じたフィードバック制御を実行する。一方、ステップ S 27の答が肯定（YES）のとき、すなわち入力電力 P_{in} が減少しかつ前回デューティアップ制御を実行していたときは、ACG1の動作点が低電圧側に移動していることを示すので、ステップ S 32に進んでオン時間 T_{on} をデクリメントする制御、すなわち ACG1の動作点を高電圧側に戻すため制御を行う。

【0037】

このように図 7の処理によれば、ACG1の動作点が低電圧側（ $V_t < V_{12}$ ）に移動してしまった場合には高電圧側（ $V_t > V_{12}$ ）に戻す制御が実行されるので、ACG1を常に高効率の動作点で作動させ、システム全体としての効率を良好に維持することができる。

【0038】

上述した実施形態では、整流部 2 及び DCDC コンバータ 3 によって制御手段が構成され、整流部 2 が整流手段に相当し、DCDC コンバータ 3 が直流電圧変換手段に相当する。

なお本発明は上述した実施形態に限るものではなく、種々の変形が可能である

。例えば、上述した実施形態では、出力電圧 V_{out} のフィードバック制御は、検出した出力電圧 V_{out} と、目標電圧 V_{OBJ} との大小関係に応じてオン時間 T_{on} を一定時間 $\Delta \tau$ だけインクリメントまたはデクリメントする手法を採用したが、出力電圧 V_{out} と目標電圧 V_{OBJ} との偏差に応じた PID 制御など、検出値を目標値に一致させるための他の手法を採用してもよい。

【0039】

【発明の効果】

以上詳述したように請求項 1 の発明によれば、交流発電機がその最大電力動作点に対応する出力電流よりも低電流側で動作するように制御されるので、交流発電機の内部抵抗によるエネルギー損失を最小限に抑制することができ、効率の高い電力供給システムを実現することができる。

【0040】

請求項 2 の発明によれば、垂下特性を有する交流発電機の負荷抵抗値がほぼ無限大となる初期状態から出発し、時間経過に伴って負荷抵抗値が減少するように制御されるので、交流発電機の所望の動作点での動作を比較的簡単な制御で確実に実現することができる。

【0041】

請求項 3 の発明によれば、交流発電機の出力が整流され、且つ負荷に供給する直流電圧が目標電圧と一致するようにフィードバック制御されるので、交流発電機のエネルギー損失を最小限に抑制し、しかも交流発電機の出力変動があっても常に安定した直流電圧を供給することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態にかかる電力供給システムの構成を示すブロック図である。

【図 2】

交流発電機の等価回路を示す回路図である。

【図 3】

交流発電機の動作特性を示す図である。

【図 4】

D C D C コンバータの構成を示す回路図である。

【図 5】

図 4 の制御部による制御の手順を示すフローチャートである。

【図 6】

図 4 の構成の変形例を示す図である。

【図 7】

図 6 の制御部による制御の手順を示すフローチャートである。

【図 8】

従来例を説明するための回路図である。

【図 9】

図 8 の回路の動作を説明するためのタイムチャートである。

【図 1 0】

図 8 の回路の動作を説明するためのタイムチャートである。

【図 1 1】

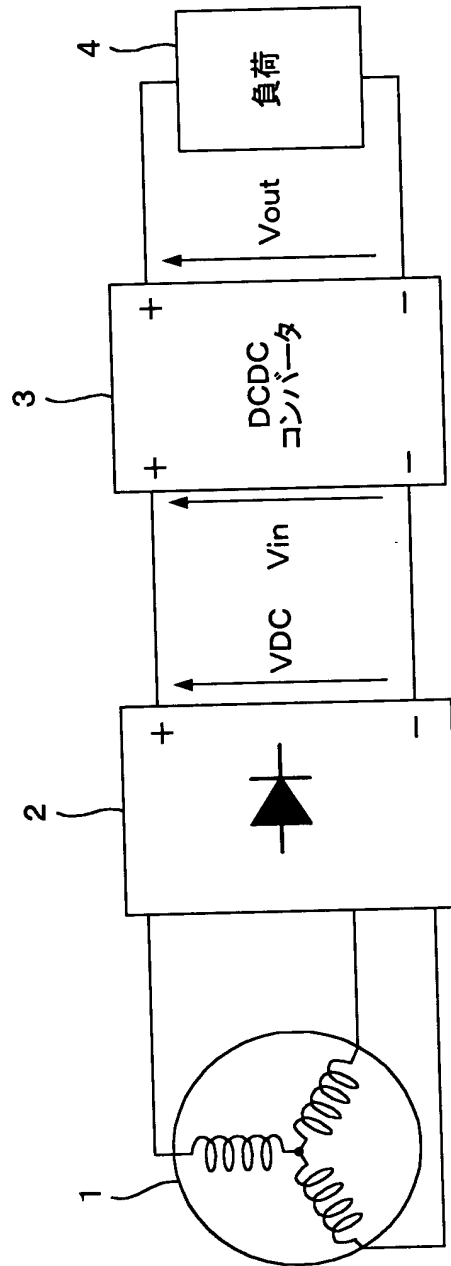
交流発電機の動作特性を示す図である。

【符号の説明】

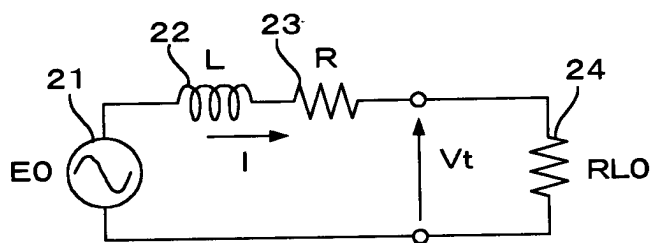
- 1 交流発電機
- 2 整流部（制御手段、整流手段）
- 3 D C D C コンバータ（制御手段、直流電圧変換手段）
- 4 負荷

【書類名】 図面

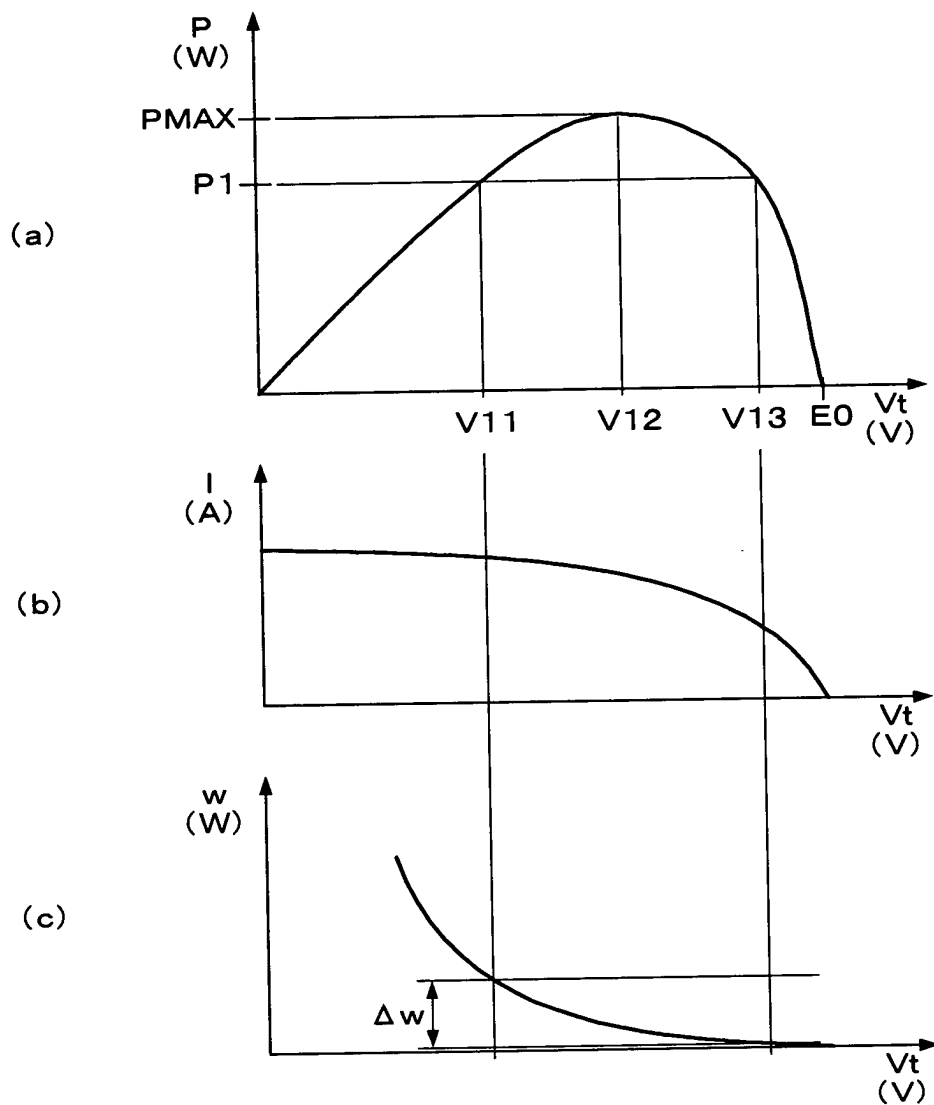
【図 1】



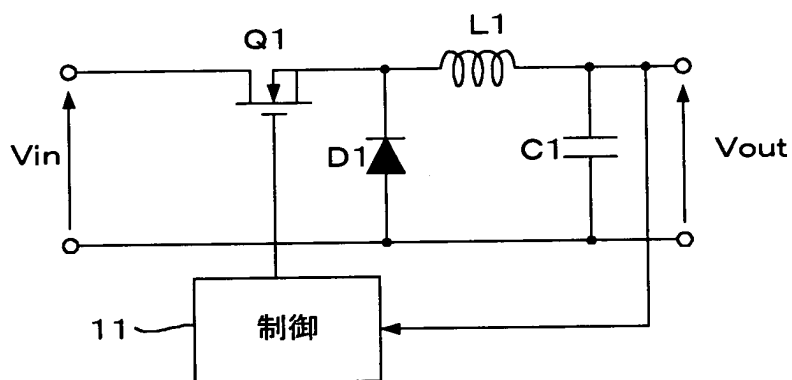
【図 2】



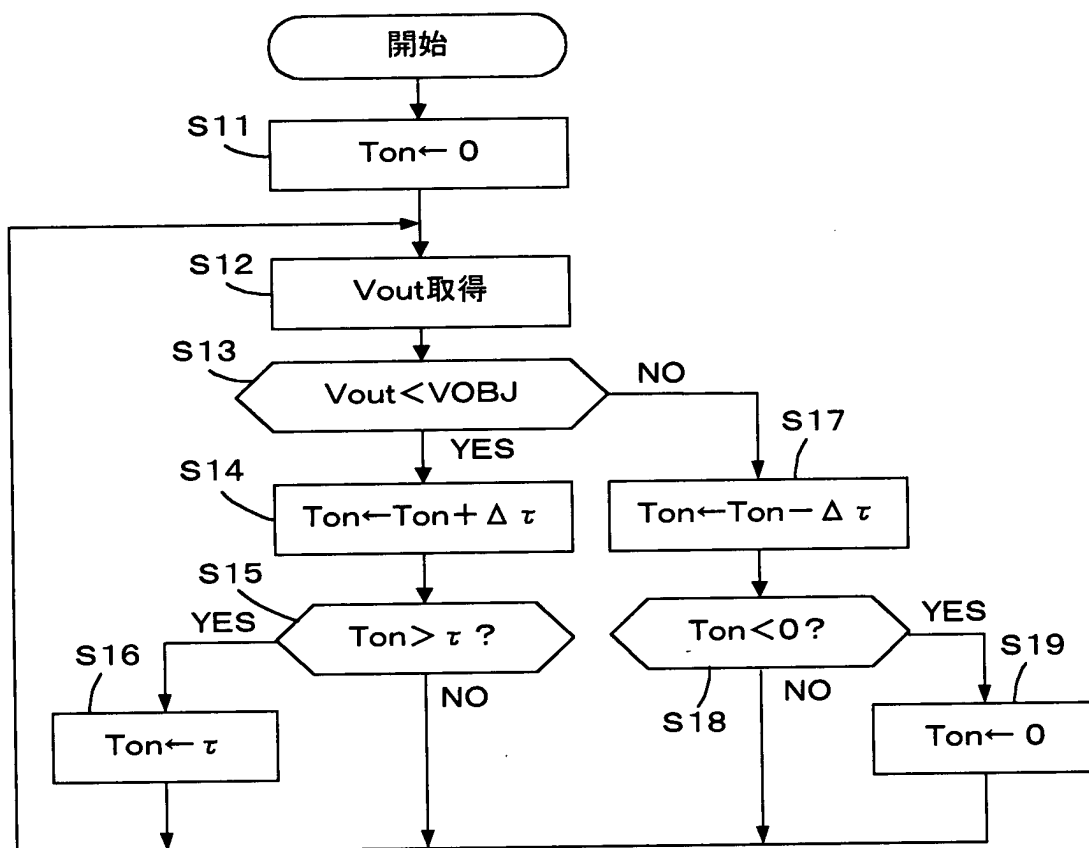
【図 3】



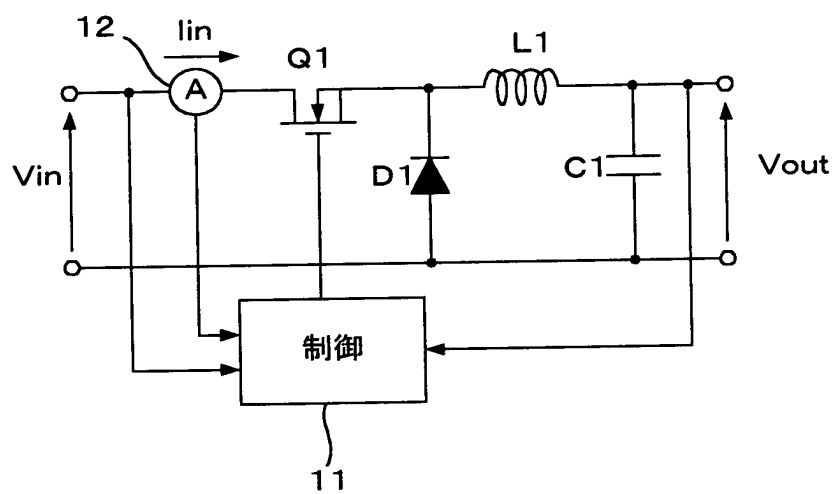
【図 4】



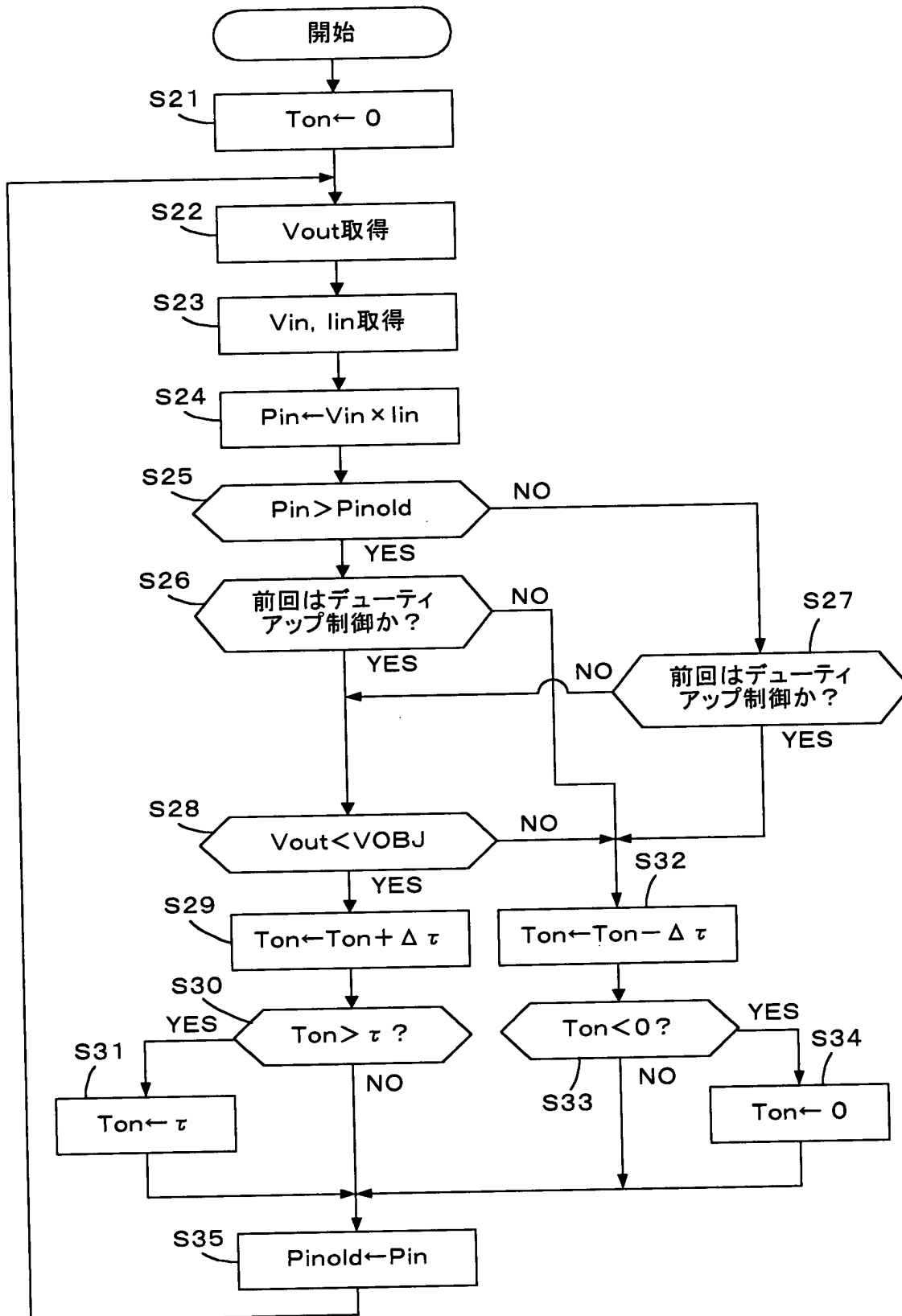
【図 5】



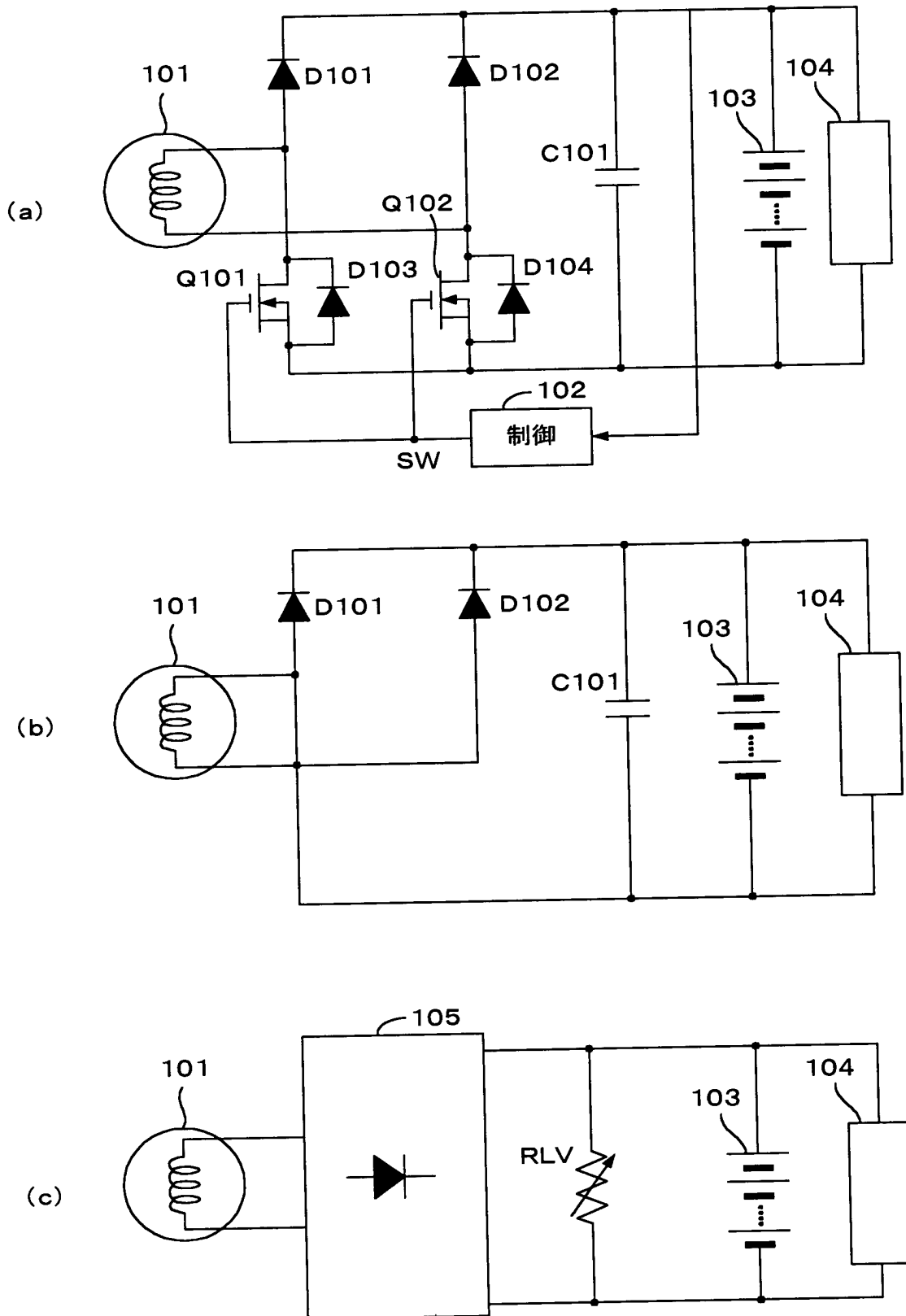
【図 6】



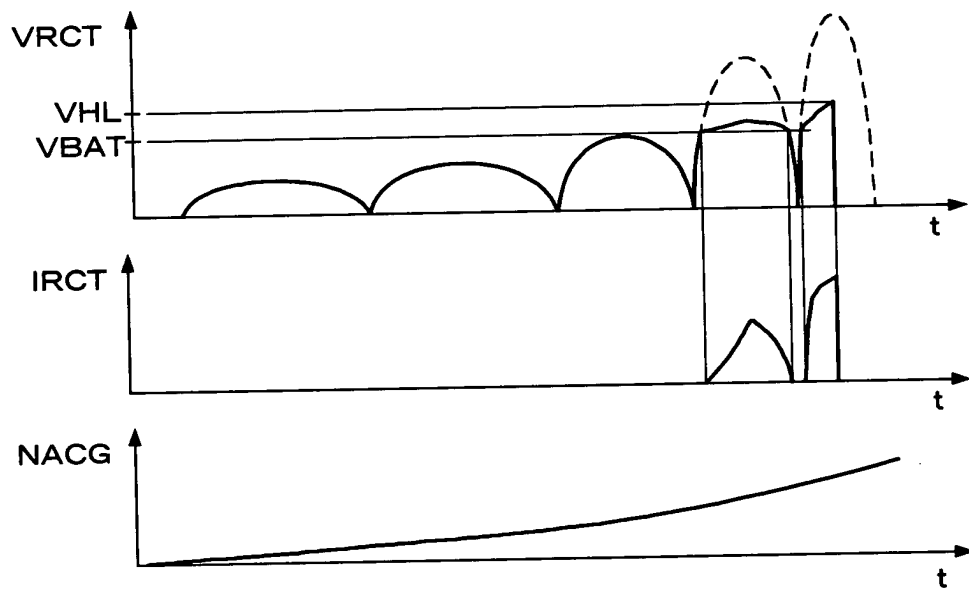
【図 7】



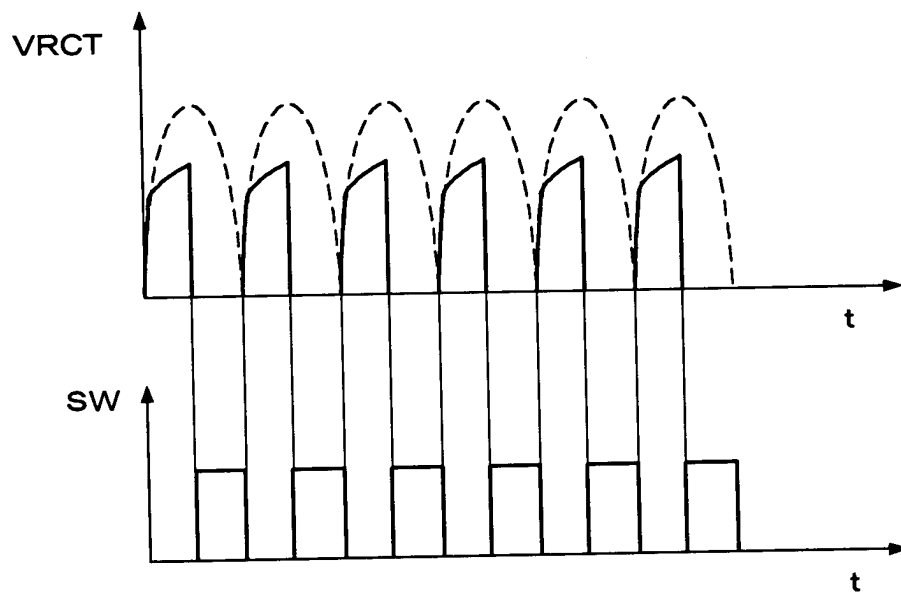
【図 8】



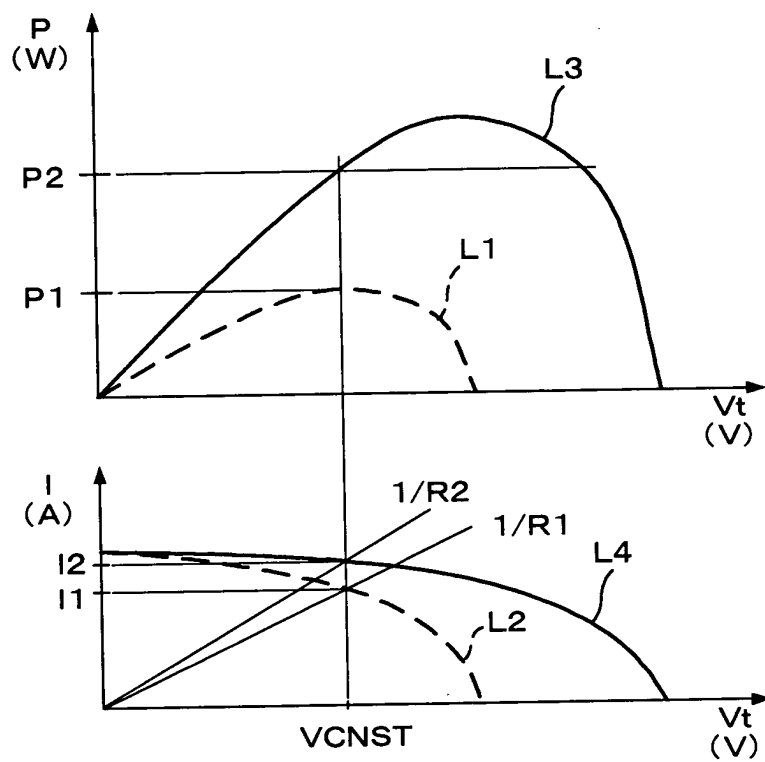
【図 9】



【図 10】



【図 1 1】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 交流発電機の動作点を適切に制御し、エネルギー損失を最小限に抑制することができる電力供給システムを提供する。

【解決手段】 交流発電機 1 と負荷 4 との間には、整流部 2 と、入力直流電圧を降圧して出力する D C D C コンバータ 3 とが設けられている。交流発電機 1 の出力電圧 V_t を E_0 から徐々に減少させていくと、出力電力 P は増加し、 $V_t = V_{12}$ のとき最大となり、出力電圧 V_t をさらに減少させると電力 P は減少する。同一の出力電力 P_1 を得るための動作点は、 $V_t = V_{11}$ の点と、 $V_t = V_{13}$ の点があるが、出力電流 I が小さい $V_t = V_{13}$ で動作するように D C D C コンバータ 3 の動作を制御する。

【選択図】 図 3

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 3 2 6]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 9 月 6 日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都港区南青山二丁目 1 番 1 号

氏 名 本田技研工業株式会社